

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-015889

(43)Date of publication of application : 18.01.2002

(51)Int.Cl.

H05B 41/24

H05B 41/18

(21)Application number : 2000-199921

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD

(22)Date of filing : 30.06.2000

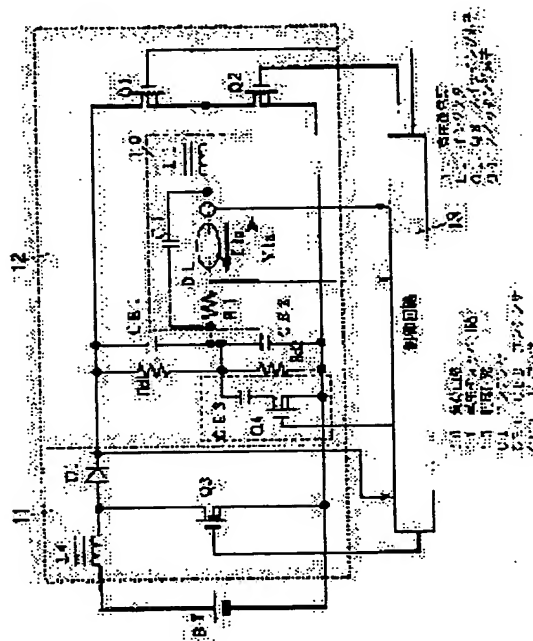
(72)Inventor : KAMOI TAKESHI
KOMATSU NAOKI

(54) HIGH-PRESSURE DISCHARGE LAMP LIGHTING DEVICE

(57)Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To start a high-pressure discharge lamp, without using an igniter.

SOLUTION: A series circuit of two switching elements Q1 and Q2 and a series circuit of two capacitors CE1 and CE2 are respectively connected between the output ends of a boosting chopper circuit 11. A load circuit 10, including a resonant circuit comprising an inductor L1 and a capacitor C1 and a high-pressure discharge lamp DL, is connected between the connection point of the switching elements Q1 and Q2 and the connection point of the capacitors CE1 and CE2. A series circuit of a capacitor CE3 and a switching element Q4 is connected, in parallel with the capacitor CE2. A control circuit 13 alternately turns on and off the switching elements Q1 and Q2, with an equal on-period in the vicinity of the resonant frequency of the resonant circuit. In a non-lighting period of the high-pressure discharge lamp DL, the switching element Q4 is turned on, so that the resonant voltage applied to the high-pressure discharge lamp DL is superimposed on a D.C. voltage.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-15889

(P2002-15889A)

(43) 公開日 平成14年1月18日 (2002.1.18)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テームト* (参考)
H 0 5 B 41/24		H 0 5 B 41/24	P 3 K 0 7 2
41/18		41/18	Z 3 K 0 8 3

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2000-199921(P2000-199921)

(22) 出願日 平成12年6月30日 (2000.6.30)

(71) 出願人 000005832

松下電工株式会社

大阪府門真市大字門真1048番地

(72) 発明者 鴨井 武志

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

(72) 発明者 小松 直樹

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

(74) 代理人 100087767

弁理士 西川 恵清 (外1名)

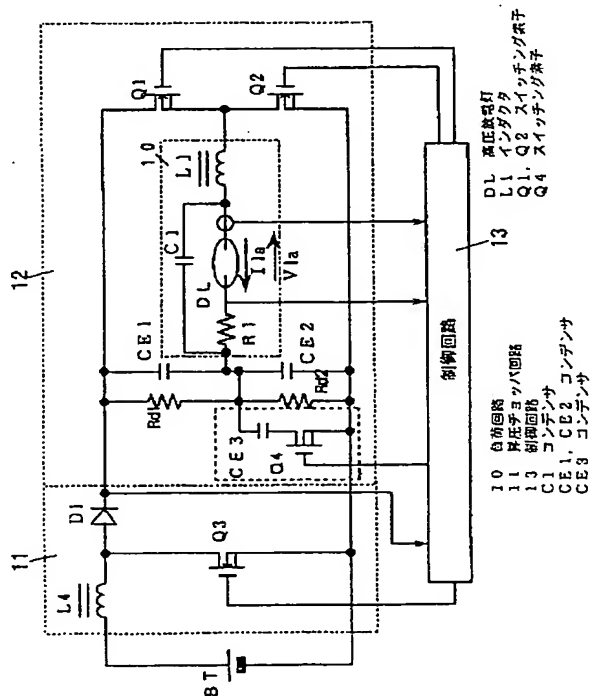
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高圧放電灯点灯装置

(57) 【要約】

【課題】 イグナイタを用いずに高圧放電灯を始動する。

【解決手段】 2個のスイッチング素子Q1、Q2の直列回路と2個のコンデンサCE1、CE2の直列回路とが昇圧チョッパ回路11の出力端間にそれぞれ接続される。スイッチング素子Q1、Q2の接続点とコンデンサCE1、CE2の接続点との間に、インダクタL1およびコンデンサC1からなる共振回路と高圧放電灯DLとを含む負荷回路10が接続される。コンデンサCE1にはコンデンサCE3とスイッチング素子Q4との直列回路が並列接続される。制御回路13は共振回路の共振周波数付近で、スイッチング素子Q1、Q2を等しいオン期間で交互にオンオフさせる。高圧放電灯DLの非点灯期間には、スイッチング素子Q4をオンにし、高圧放電灯DLに印加する共振電圧を直流電圧に重畳する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電源の両端間に接続された第1および第2のスイッチング素子の直列回路と、前記直流電源の両端間に接続された第1および第2のコンデンサの直列回路と、第1のインダクタと第3のコンデンサとの直列回路が第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入され第3のコンデンサの両端間に高圧放電灯が接続された負荷回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のスイッチング素子を交互にオンオフさせる制御回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のコンデンサの両端電圧を異ならせる不平衡手段とを備えることを特徴とする高圧放電灯点灯装置。

【請求項2】 直流電源の両端間に接続された第1および第2のスイッチング素子の直列回路と、前記直流電源の両端間に接続された第1および第2のコンデンサの直列回路と、第1のインダクタと第3のコンデンサとの直列回路が第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入され第3のコンデンサの両端間に高圧放電灯が接続された負荷回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1のインダクタと第3のコンデンサとの共振周波数付近で第1および第2のスイッチング素子を交互にオンオフさせる制御回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のコンデンサの両端電圧を異ならせる不平衡手段とを備えることを特徴とする高圧放電灯点灯装置。

【請求項3】 前記不平衡手段が、第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方の両端電圧を零にすることを特徴とする請求項1または請求項2記載の高圧放電灯点灯装置。

【請求項4】 前記不平衡手段が、第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方の両端電圧を前記高圧放電灯の非点灯期間における時間の経過に伴って次第に増大させることを特徴とする請求項1または請求項2記載の高圧放電灯点灯装置。

【請求項5】 前記制御回路が、第1および第2のスイッチング素子の一方であって、第1のコンデンサと第2のコンデンサとのうち両端電圧が高いほうと前記負荷回路とともにループ回路を形成するスイッチング素子のオン期間を、他方のスイッチング素子のオン期間よりも長くするように制御することを特徴とする請求項1ないし請求項4のいずれか1項に記載の高圧放電灯点灯装置。

【請求項6】 前記制御回路が、第1および第2のスイッチング素子のオン期間を等しくするように制御することを特徴とする請求項1ないし請求項4のいずれか1項に記載の高圧放電灯点灯装置。

【請求項7】 前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間にオンになる第3のスイッチング素子と第4のコンデンサとの直列回路であって、第1および第2のコン

デンサの一方に並列接続されることを特徴とする請求項1ないし請求項6のいずれか1項に記載の高圧放電灯点灯装置。

【請求項8】 前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間にオンになる第3のスイッチング素子と抵抗との直列回路であって、第1および第2のコンデンサの一方に並列接続されることを特徴とする請求項1ないし請求項6のいずれか1項に記載の高圧放電灯点灯装置。

【請求項9】 前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間に第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方から前記制御回路の電源となる電力を供給することを特徴とする請求項1ないし請求項6のいずれか1項に記載の高圧放電灯点灯装置。

【請求項10】 前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間に第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方のエネルギーを用いて点灯する補助用のランプであることを特徴とする請求項1ないし請求項6のいずれか1項に記載の高圧放電灯点灯装置。

【請求項11】 前記負荷回路が、第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入された第2のインダクタと第5のコンデンサとの直列回路を含み、第5のコンデンサの両端間に前記高圧放電灯と第1のインダクタとを含む直列回路が接続されていることを特徴とする請求項1ないし請求項10のいずれか1項に記載の高圧放電灯点灯装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、高圧放電灯点灯装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】一般に、自動車の前照灯などに用いる高圧放電灯点灯装置としては、図11に示すように、電池電源のような直流電源BTを電源として高周波電力を出力するDC-AC変換回路PSと、高圧放電灯（以下、放電灯と略称する）DLを始動させるのに必要な高電圧パルスを発生するイグナイト回路IGとを備える構成のものが知られている。DC-AC変換回路PSは、直流電源BTの両端電圧を降圧した直流電圧を出力する降圧チョップ回路1と、降圧チョップ回路1の出力端間に接続される平滑コンデンサCE10と、平滑コンデンサCE10を電源として交番電圧を出力する極性反転回路2とにより構成される。

【0003】降圧チョップ回路1は、MOSFETからなるスイッチング素子Q10とインダクタL10との直列回路が、直流電源BTの正極と平滑コンデンサCE10の正極との間に挿入され、直流電源BTの負極にアノードを接続したダイオードD10のカソードがスイッチング素子Q10とインダクタL10との接続点に接続されている。ここに、平滑コンデンサCE10の負極は直

流電源B Tの負極と共通に接続されている。スイッチング素子Q 1 0は制御回路3により比較的高い周波数(数十kHz以上)でスイッチングされ、周知のようにスイッチング素子Q 1 0のオン期間にインダクタL 1 0を通して平滑コンデンサC E 1 0を充電し、スイッチング素子Q 1 0のオン期間にインダクタL 1 0に蓄積したエネルギーを、スイッチング素子Q 1 0のオフ期間にダイオードD 1 0を通る経路で平滑コンデンサC E 1 0に放出するように機能する。したがって、スイッチング素子Q 1 0のオンオフの周波数や比率(デューティ)を制御することによって、平滑コンデンサC E 1 0の両端電圧を制御することができる。もちろん、平滑コンデンサC E 1 0を電源とする極性反転回路2の負荷状態によっても平滑コンデンサC E 1 0の両端電圧は変化し、負荷状態に応じてスイッチング素子Q 1 0をスイッチングする周波数やデューティが調節される。

【0004】一方、極性反転回路2は、それぞれMOS FETからなる4個のスイッチング素子Q 1 1~Q 1 4をブリッジ接続した構成を有し、ブリッジ回路の各アームを構成する2個ずつのスイッチング素子Q 1 1, Q 1 2およびスイッチング素子Q 1 3, Q 1 4がそれぞれ平滑コンデンサC E 1 0に並列接続されてブリッジ回路の各アームを構成する。また、ブリッジ回路の一方のアームを構成する2個のスイッチング素子Q 1 1, Q 1 2の接続点と、他方のアームを構成する2個のスイッチング素子Q 1 3, Q 1 4の接続点とが、極性反転回路2の出力端になる。つまり、両接続点の間に放電灯D Lを含む負荷側の回路が接続される。スイッチング素子Q 1 1~Q 1 4は、制御回路3により比較的低い周波数(数十~数百Hz)でオンオフされ、スイッチング素子Q 1 1, Q 1 4が同時にオンになる期間とスイッチング素子Q 1 2, Q 1 3が同時にオンになる期間とが交互に生じるように、スイッチング素子Q 1 1~Q 1 4がスイッチングされることによって、負荷側の回路に矩形波状の交番電圧を印加する。スイッチング素子Q 1 1~Q 1 4のスイッチングの条件は負荷状態に応じて適宜に制御される。

【0005】イグナイト回路I Gは、極性反転回路2の一方の出力端と放電灯D Lの一端との間に2次巻線n 2を挿入したパルストランスP Tを備え、このパルストランスP Tの1次巻線n 1にパルス電圧発生回路P Gから出力されたパルス電圧を印加することによって、パルストランスP Tの2次巻線n 2に高電圧パルスを発生させるように構成されている。パルス電圧発生回路P Gは、放電灯D Lが始動するまでの期間において、極性反転回路2から出力された矩形波状の高周波交番電圧に高電圧パルスを重畳し、この電圧を放電灯D Lに印加する。

【0006】上述した従来の高圧放電灯点灯装置では、電源が投入されると制御回路3によりスイッチング素子Q 1 0がオンオフされて平滑コンデンサC E 1 0の両端電圧は直流電源B Tの両端電圧を降圧した電圧になる。

電源投入直後は放電灯D Lの両端は開放された状態であるから、負荷側の回路での電力消費がほとんどなく、平滑コンデンサC E 1 0の両端電圧は比較的高くなり、降圧チョッパ回路1が適宜に設計されていれば、平滑コンデンサC E 1 0の両端電圧は直流電源B Tの両端電圧に近い電圧になる。

【0007】一方、電源投入によって極性反転回路2のスイッチング素子Q 1 1~Q 1 4がオンオフされるとともに、イグナイト回路I Gも起動されるから、図12に示すように、極性反転回路2から出力される交番電圧にイグナイト回路I Gから発生する高電圧パルスV pを重畳した電圧が放電灯D Lへの印加電圧V 1 aになる。上述したように放電灯D Lが始動する前の非点灯期間には、平滑コンデンサC E 1 0の両端電圧は比較的高く、この高電圧にイグナイト回路I Gで発生した高電圧パルスV pが重畳された電圧が放電灯D Lに印加されるから、放電灯D Lが放電を開始する(始動する)。放電灯D Lが点灯して点灯期間に至ると、平滑コンデンサC E 1 0に対する負荷が大きくなって平滑コンデンサC E 1 0の両端電圧は低下する。また、イグナイト回路I Gからの高電圧パルスV pは不要になるから、イグナイト回路I Gの動作は停止する。こうして、点灯期間になると降圧チョッパ回路1や極性反転回路2は放電灯D Lを安定点灯するように制御回路3によって制御される。

【0008】上述した従来構成では、イグナイト回路I Gを備えており、イグナイト回路I GはパルストランスP Tなどを備えるものであるから、部品点数が比較的多く高コスト化しやすいとともに大型化しやすいという問題を有している。

【0009】図11に示した回路構成における上述の問題を解決するために、図13に示す回路構成が提案されている。この回路では、図11に示した回路における降圧チョッパ回路1に代えて、直流電源B Tの出力電圧を昇圧する昇圧チョッパ回路11を用いており、昇圧チョッパ回路11の出力はハーフブリッジ型のインバータ回路12に入力される。

【0010】昇圧チョッパ回路11は、インダクタL 4とMOS FETからなるスイッチング素子Q 3との直列回路を直流電源B Tの両端間に接続し、インダクタL 4とスイッチング素子Q 3との接続点にアノードを接続したダイオードD 1を通してインバータ回路12に出力を供給するように構成されている。スイッチング素子Q 3は比較的高い周波数でスイッチングされ、スイッチング素子Q 3のオン期間にインダクタL 4にエネルギーを蓄積し、このエネルギーによってスイッチング素子Q 3のオフ期間にインダクタL 4の両端に誘起される電圧と直流電源B Tの両端電圧との加算電圧を、ダイオードD 1を通してインバータ回路12に印加するように構成してある。したがって、インバータ回路12には直流電源B Tの両端電圧よりも高い電圧が印加される。また、昇圧チ

ヨッパ回路11は出力電圧が監視され、出力電圧が所定電圧になるようにスイッチング素子Q3をスイッチングする周波数やデューティが制御回路13により制御される。

【0011】一方、インバータ回路12は、昇圧チョッパ回路11の出力端間に、2個のスイッチング素子Q1、Q2の直列回路と、2個のコンデンサCE1、CE2の直列回路と、2個の抵抗Rd1、Rd2の直列回路をそれぞれ接続し、コンデンサCE1、CE2の接続点と抵抗Rd1、Rd2の接続点とは共通に接続し、コンデンサCE1、CE2の接続点とスイッチング素子Q1、Q2の接続点との間に放電灯DLを含む負荷回路10を接続した構成を有する。コンデンサCE1、CE2は同容量のものが選定され、抵抗Rd1、Rd2はコンデンサCE1、CE2の放電用に用いられる。

【0012】また、負荷回路10は共振用のコンデンサC1とインダクタL1との直列回路と、放電灯DLとの直列回路がコンデンサC1に並列接続される抵抗R1とからなる。また、放電灯DLに流れる電流I1aは放電灯DLと抵抗R1との接続点の電位で検出され、放電灯DLに印加される電圧V1aは放電灯DLの両端電圧として検出される。

【0013】スイッチング素子Q1、Q2は制御回路13によりスイッチングされ、スイッチング素子Q1のオン時にはコンデンサCE1の電荷を用いて負荷回路10に電力が供給され、スイッチング素子Q2のオン時にはコンデンサCE2の電荷を用いて負荷回路10に電力が供給される。ここに、放電灯DLの点灯期間には、図14の右半分に示すように、スイッチング素子Q1、Q2はオフ期間が数十～数百Hzの比較的低い周波数で繰り返され、かつスイッチング素子Q2のオフ期間にはスイッチング素子Q1が比較的高い周波数(数十kHz以上)でオンオフされ、スイッチング素子Q1のオフ期間にはスイッチング素子が比較的高い周波数(数十kHz以上)でオンオフされるように制御回路13によってスイッチングされる(図14(a)(b)参照)。このような動作によって、放電灯DLの点灯期間においては、放電灯DLに印加される電圧V1aは図14(c)のように数十～数百Hzの低周波で極性を反転する矩形波電圧になり、放電灯DLに流れる電流I1aは図14

(d)のように高周波のリプルを含むことになる。ここに、放電灯DLへの出力はスイッチング素子Q1、Q2をオンオフさせるデューティによって制御される。

【0014】ところで、図13に示す回路では、放電灯DLの始動前の期間のように放電灯DLが消灯している非点灯期間には、インバータ回路12の2個のスイッチング素子Q1、Q2をともに高周波でスイッチングさせることにより、放電灯DLに始動用の高電圧を印加するように構成されている。つまり、放電灯DLのインピーダンスが非常に大きい期間には、図14の左半分に示す

ように、スイッチング素子Q1、Q2は高周波で交互にオンオフするように制御回路13によりスイッチングされる。また、スイッチング素子Q1のオン期間がスイッチング素子Q2よりも長くなる状態と、スイッチング素子Q2のオン期間がスイッチング素子Q1よりも長くなる状態とを比較的低い周波数(数十～数百Hz)で交互に繰り返すように、両スイッチング素子Q1、Q2が制御される。このようにスイッチング素子Q1、Q2のオンオフのデューティをアンバランスにすると、放電灯DLに印加される電圧V1aは、図14(c)のように、オン期間の長いほうのスイッチング素子Q1、Q2の電位に偏ることになる(つまり、スイッチング素子Q1のオン期間が長いと正極側に偏り、スイッチング素子Q2のオン期間が長いと負極側に偏る)。このようにスイッチング素子Q1、Q2のデューティをアンバランスにし、かつオン期間の大小関係を交互に入れ換えることによって、放電灯DLに印加する電圧V1aを図14

(c)に破線で示すような交番する矩形波電圧とすることができる。ここで、放電灯DLは始動していないから、図14(d)のように放電灯DLには電流I1aは流れない。

【0015】一方、負荷回路10は、インダクタL1とコンデンサC1とからなる共振回路を含んでいるから、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチングの周波数を共振回路の共振周波数付近に設定すると、放電灯DLの両端電圧は共振回路の共振作用によって上昇する。つまり、上述したスイッチング素子Q1、Q2のデューティをアンバランスにすることによって生じる矩形波電圧に共振回路の共振作用により生じる高電圧を重畳した電圧を放電灯DLに印加することによって、放電灯DLを始動させることが可能になる。放電灯DLの始動後には上述のようにスイッチング素子Q1、Q2を低周波でオフにし、スイッチング素子Q1、Q2のオフ期間に他方を高周波でオンオフさせる。このような動作によって、放電灯DLは自己の発熱によって徐々に温まり、所定の出力が得られるようになって安定な点灯状態が維持される。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、図13に示す回路構成では、イグニタ回路IGを用いることなく放電灯DLを始動することができるから小型化かつ軽量化が可能になるが、以下の問題を有している。

【0017】すなわち、図13に示した回路ではハーフブリッジ型のインバータ回路12を用いており、各スイッチング素子Q1、Q2のオン期間にはそれぞれ一方のコンデンサCE1、CE2を電源として動作するから、放電灯DLの始動前の期間においてスイッチング素子Q1、Q2のデューティを制御することによって発生させる矩形波電圧は、昇圧チョッパ回路11の出力電圧のほぼ2分の1の電圧に対してスイッチング素子Q1、Q2

のデューティの差に応じた電圧の偏りとして発生させていることになる。つまり、昇圧チョッパ回路11の出力電圧を大きく上昇させることなく矩形波電圧の電圧値を大きくして始動性を高めようとするれば、スイッチング素子Q1、Q2のオン期間の差を大きくすることが望ましいと言える。その一方で、スイッチング素子Q1、Q2のオン期間の差が大きくなるほど、負荷回路10に印加される電圧の周波数成分に高調波成分が多く含まれるようになり、共振回路の共振作用による高電圧が発生しにくくなる。

【0018】つまり、共振回路の共振作用を活かして放電灯DLに高電圧を印加しようとするれば、スイッチング素子Q1、Q2のオン期間はほぼ等しいほうが望ましく、矩形波電圧を大きくしようとするればスイッチング素子Q1、Q2のオン期間の差を大きくするほうが望ましいのであって、両条件を同時に満たすような設定は困難であるという問題を有している。要するに、矩形波電圧を得るための直流電圧成分を確保することと、始動のための共振電圧を高めることを両立させるのは図13に示した回路構成では難しいという問題がある。その結果、放電灯DLの始動性を高めるために昇圧チョッパ回路11の出力電圧を高くすることが要求され、コストの低減を妨げる要因になっている。

【0019】本発明は上記事由に鑑みて為されたものであり、その目的は、スイッチング素子のオン期間をほぼ等しくしながらも高圧放電灯を始動するのに必要な程度の電圧の偏りを与えることを可能とした高圧放電灯点灯装置を提供することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段】請求項1の発明は、直流電源の両端間に接続された第1および第2のスイッチング素子の直列回路と、前記直流電源の両端間に接続された第1および第2のコンデンサの直列回路と、第1のインダクタと第3のコンデンサとの直列回路が第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入され第3のコンデンサの両端間に高圧放電灯が接続された負荷回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のスイッチング素子を交互にオンオフさせる制御回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のコンデンサの両端電圧を異ならせる不平衡手段とを備えるものである。

【0021】請求項2の発明は、直流電源の両端間に接続された第1および第2のスイッチング素子の直列回路と、前記直流電源の両端間に接続された第1および第2のコンデンサの直列回路と、第1のインダクタと第3のコンデンサとの直列回路が第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入され第3のコンデンサの両端間に高圧放電灯が接続された負荷回路と、少なくとも高圧放電灯の非

点灯期間に第1のインダクタと第3のコンデンサとの共振周波数付近で第1および第2のスイッチング素子を交互にオンオフさせる制御回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のコンデンサの両端電圧を異ならせる不平衡手段とを備えるものである。

【0022】請求項3の発明は、請求項1または請求項2の発明において、前記不平衡手段が、第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方の両端電圧を零にするものである。

【0023】請求項4の発明は、請求項1または請求項2の発明において、前記不平衡手段が、第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方の両端電圧を前記高圧放電灯の非点灯期間における時間の経過に伴って次第に増大させるものである。

【0024】請求項5の発明は、請求項1ないし請求項4の発明において、前記制御回路が、第1および第2のスイッチング素子の一方であって、第1のコンデンサと第2のコンデンサとのうち両端電圧が高いほうと前記負荷回路とともにループ回路を形成するスイッチング素子のオン期間を、他方のスイッチング素子のオン期間よりも長くするように制御するものである。

【0025】請求項6の発明は、請求項1ないし請求項4の発明において、前記制御回路が、第1および第2のスイッチング素子のオン期間を等しくするように制御するものである。

【0026】請求項7の発明は、請求項1ないし請求項6の発明において、前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間にオンになる第3のスイッチング素子と第4のコンデンサとの直列回路であって、第1および第2のコンデンサの一方に並列接続されるものである。

【0027】請求項8の発明は、請求項1ないし請求項6の発明において、前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間にオンになる第3のスイッチング素子と抵抗との直列回路であって、第1および第2のコンデンサの一方に並列接続されるものである。

【0028】請求項9の発明は、請求項1ないし請求項6の発明において、前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間に第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方から前記制御回路の電源となる電力を供給するものである。

【0029】請求項10の発明は、請求項1ないし請求項6の発明において、前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間に第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方のエネルギーを用いて点灯する補助用のランプであることを特徴とする。

【0030】請求項11の発明は、請求項1ないし請求項10の発明において、前記負荷回路が、第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入された第2のインダクタと第5のコンデンサとの直列回路を含み、第5のコンデン

サの両端間に前記高圧放電灯と第1のインダクタとを含む直列回路が接続されているものである。

【0031】

【発明の実施の形態】（第1の実施の形態）本実施形態は、図1に示すように、図13に示した従来構成に対してコンデンサCE1、CE2の直列回路のうちの低電位側のコンデンサCE2に、コンデンサCE3とスイッチング素子Q4との直列回路からなる不平衡手段を並列接続したものである。他の構成は図13に示した従来構成と同様であるから、同機能を有する構成には同符号を付してある。

【0032】スイッチング素子Q4はMOSFETからなり、制御回路13によってオンオフが制御される。制御回路13は、放電灯DLの点灯期間には、スイッチング素子Q1、Q2の一方ずつをオフにする期間を低周波で繰り返し、かつ一方がオフの期間に他方を高周波でオンオフさせる。ただし、放電灯DLの非点灯期間には、従来構成ではスイッチング素子Q1、Q2のオン期間を異ならせて高周波で交互にオンオフさせていたが、本実施形態では両スイッチング素子Q1、Q2を高周波で交互にオンオフさせるもののオン期間は等しく（つまり、デューティを50%）になるように制御している。さらに、放電灯DLの非点灯期間にスイッチング素子Q1、Q2のオン期間を等しくしているのに伴って、非点灯期間においてスイッチング素子Q4をオンにする。点灯期間における制御は従来構成と同様であるから、点灯期間においてはスイッチング素子Q4はオフになる。

【0033】点灯期間における制御は従来構成と同様であるから、非点灯期間における動作について以下に説明する。非点灯期間においてスイッチング素子Q4をオンにすると、コンデンサCE2にはコンデンサCE3が並列接続されることになる。コンデンサCE1とコンデンサCE2とは容量がほぼ等しいから、コンデンサCE3がコンデンサCE2に並列接続されていることによって、コンデンサCE1と直列接続される低電位側の容量が増加したことになる。したがって、コンデンサCE1、CE2の接続点の電位は、スイッチング素子Q4をオフにしているときよりも低下することになる。このことによって、スイッチング素子Q1、Q2のオン期間を等しくしながらも、スイッチング素子Q1のオン期間において放電灯DLに印加される電圧が、スイッチング素子Q2のオン期間において放電灯DLに印加される電圧よりも高くなる。その結果、インダクタL1とコンデンサC1とからなる共振回路の共振作用によって生じる共振電圧に、コンデンサCE3を付加したことによって生じる直流成分を重畳させることになり、放電灯DLに高電圧を印加することが可能になる。

【0034】上述した動作の各部を波形を図2に示す。放電灯DLの非点灯期間には、図2（a）（b）に示すように、スイッチング素子Q1、Q2は比較的高い周波

数（数十kHz以上）でオン期間が1：1になるように交互にオンオフされる。また、スイッチング素子Q4は図2（c）のようにオンに保たれている。したがって、コンデンサCE1の両端電圧VCE1は図2（d）のように点灯期間よりも高くなり、コンデンサCE2の両端電圧VCE2は図2（e）のように点灯期間よりも低くなる。このことによって、放電灯DLと抵抗R1との直列回路に並列接続されているコンデンサC1の両端電圧VC1（この電圧は放電灯DLに印加する電圧V1aに比例している）は、図2（f）のように、コンデンサCE1の両端電圧VCE1とコンデンサCE2の両端電圧VCE2との差の2分の1に相当する直流電圧を含むことになり、この直流電圧に共振電圧が重畳されることによって、放電灯DLに高電圧が印加され放電灯DLを始動させてアーク放電に移行させることができる。ここで、スイッチング素子Q1、Q2をスイッチングする周波数はインダクタL1とコンデンサC1とからなる共振回路の共振周波数付近に設定される。なお、放電灯DLの非点灯期間においては図2（g）のように放電灯DLには電流I1aは流れない。

【0035】制御回路13では、放電灯DLに流れる電流I1aを監視することによって、放電灯DLが始動したことを認識することができるから、放電灯DLが始動した後は従来構成と同様に、スイッチング素子Q1、Q2を数十～数百Hzの比較的低い周波数で繰り返しオフにし、かつスイッチング素子Q1、Q2の一方がオフである期間に他方を高周波でオンにする。また、この期間において放電灯DLに印加される電圧V1aおよび放電灯DLに流れる電流I1aを監視して各スイッチング素子Q1、Q2のオン期間を制御することで、放電灯DLを安定に点灯させる。なお、放電灯DLの始動の検出を行わずに、電源投入から一定期間を放電灯DLの非点灯期間とみなすようにタイマで時限してもよい。

【0036】以上説明したように、放電灯DLの非点灯期間においてスイッチング素子Q1、Q2のオン期間を等しくするように制御しながらも、直流電圧に共振電圧を重畳した形の電圧を放電灯DLに印加することができるから、放電灯DLを始動させるのに必要な電圧を確保することができる。しかも、スイッチング素子Q1、Q2のオン期間を等しくしているから、インダクタL1とコンデンサC1とからなる共振回路の共振周波数付近の周波数でスイッチング素子Q1、Q2をスイッチングしたときに、共振電圧を比較的大きくすることができ、昇圧チョッパ回路11の出力電圧を比較的低くして高価な高耐圧の素子を用いずに、所要の始動電圧を得ることが可能になる。言い換えれば、始動性の高い高圧放電灯点灯装置を提供することができる。他の構成および動作は図13に示した従来構成と同様である。

【0037】（第2の実施の形態）本実施形態は、図3に示すように、第1の実施の形態におけるコンデンサC

E 3に代えて抵抗 R_u を設けたものである。つまり、図13に示した従来構成における抵抗 R_{d1} 、 R_{d2} の直列回路のうち低電位側の抵抗 R_{d2} に、抵抗 R_u とスイッチング素子 Q_4 との直列回路からなる不平衡手段を並列接続した構成を有している。他の構成は第1の実施の形態と同様である。

【0038】本実施形態の構成では、第1の実施の形態と同様に、制御回路13ではスイッチング素子 Q_4 を放電灯DLの非点灯期間にオンにし放電灯DLの点灯期間にはオフにする。制御回路13による他の制御は第1の実施の形態と同様である。つまり、放電灯DLの非点灯期間には、両スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のオン期間を等しくして高周波で交互にオンオフする（つまり、デューティを50%にする）ように制御する。

【0039】非点灯期間においてスイッチング素子 Q_4 をオンにすると、コンデンサ C_{E2} には抵抗 R_u が並列接続されるから、コンデンサ C_{E1} の両端のインピーダンスよりもコンデンサ C_{E2} の両端のインピーダンスのほうが小さくなる。つまり、電源投入直後には両コンデンサ C_{E1} 、 C_{E2} の両端電圧がほぼ等しくなるものの、非点灯期間において両コンデンサ C_{E1} 、 C_{E2} では消費されるエネルギーが異なるから、コンデンサ C_{E1} の両端電圧が徐々に上昇し、それに伴ってコンデンサ C_{E2} の両端電圧が徐々に低下する。第1の実施の形態で説明したように、コンデンサ C_1 の両端電圧はコンデンサ C_{E1} の両端電圧とコンデンサ C_{E2} の両端電圧との差の2分の1に相当する偏りを生じるから、両コンデンサ C_{E1} 、 C_{E2} の両端電圧の差が大きくなれば、コンデンサ C_1 の両端電圧の偏りが大きくなる。この偏り成分にインダクタ L_1 とコンデンサ C_1 との共振作用による共振電圧が重畳されることによって放電灯DLに高電圧を印加し、放電灯DLを始動することができるのである。

【0040】上述した動作の各部を波形を図4に示す。放電灯DLの非点灯期間には、図4(a)(b)に示すように、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 は比較的高い周波数（数十kHz以上）でオン期間が1:1になるように交互にオンオフされる。また、スイッチング素子 Q_4 は図4(c)のようにオンに保たれている。したがって、コンデンサ C_{E1} の両端電圧 V_{CE1} は図4(d)のように徐々に上昇して点灯期間よりも高くなり、コンデンサ C_{E2} の両端電圧 V_{CE2} は図4(e)のように徐々に低下して点灯期間よりも低くなる。コンデンサ C_1 の両端電圧 V_C1 に生じる共振電圧には、図4(f)のように、コンデンサ C_{E1} の両端電圧 V_{CE1} とコンデンサ C_{E2} の両端電圧 V_{CE2} との差の2分の1に相当する偏りが生じるから、放電灯DLに高電圧が印加され放電灯DLを始動させてアーク放電に移行させることができる。スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 をスイッチングする周波数はインダクタ L_1 とコンデンサ C_1 とからなる共

振回路の共振周波数付近に設定される。なお、放電灯DLの非点灯期間においては図4(g)のように放電灯DLには電流 I_{La} は流れない。以後の動作は第1の実施の形態と同様になり、点灯期間に移行した後は放電灯DLを安定に点灯させる。

【0041】以上説明したように、放電灯DLの非点灯期間においてスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のオン期間を等しくするように制御しながらも、放電灯DLに印加される共振電圧に偏りを生じさせるから、放電灯DLを始動させるのに必要な電圧を確保することができる。しかも、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のオン期間を等しくしているから、インダクタ L_1 とコンデンサ C_1 とからなる共振回路の共振周波数付近の周波数でスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 をスイッチングしたときに、共振電圧を比較的大きくすることができ、昇圧チョップ回路11の出力電圧を比較的低くして高価な高耐圧の素子を用いずに、所要の始動電圧を得ることが可能になって始動性を高めることができる。さらに、放電灯DLの非点灯期間において放電灯DLに印加する電圧を徐々に上昇させるから、放電灯DLに過大な電圧が印加されることによるストレスを軽減して放電灯DLの寿命の低下を防止することができる。他の構成および動作は図13に示した従来構成と同様である。

【0042】（第3の実施の形態）本実施形態は、図5に示すように、第2の実施の形態の構成から抵抗 R_u を除いた構成になっている。つまり、不平衡手段としてのスイッチング素子 Q_4 がオンになるとコンデンサ C_{E2} の両端間はほぼ短絡状態になる。基本的な動作は第2の実施の形態と同様であって、放電灯DLの非点灯期間にはスイッチング素子 Q_4 がオンになるように制御され、コンデンサ C_{E2} の両端電圧がほぼ0Vになるのに対して、コンデンサ C_{E1} の両端電圧が昇圧チョップ回路11の出力電圧にほぼ等しくなる。つまり、コンデンサ C_1 の両端に印加される共振電圧は、昇圧チョップ回路11の出力電圧のほぼ2分の1の直流電圧に重畳されることになる。

【0043】しかし、放電灯DLの非点灯期間には、図6(a)(b)に示すように、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 は比較的高い周波数（数十kHz以上）でオン期間が1:1になるように交互にオンオフされる。また、スイッチング素子 Q_4 は図6(c)のようにオンに保たれる。その結果、コンデンサ C_{E1} の両端電圧 V_{CE1} は図6(d)のように昇圧チョップ回路11の出力電圧にほぼ等しくなって点灯期間よりも高くなり、コンデンサ C_{E2} の両端電圧 V_{CE2} は図6(e)のようにほぼ0Vになって点灯期間よりも低くなる。コンデンサ C_1 の両端電圧 V_C1 に生じる共振電圧には、図6

(f)のように、コンデンサ C_{E1} の両端電圧 V_{CE1} の2分の1に相当する直流電圧が重畳されるから、放電灯DLに高電圧が印加され放電灯DLを始動させてアーク放電に移行させることができる。

ク放電に移行させることができる。スイッチング素子Q1、Q2をスイッチングする周波数はインダクタL1とコンデンサC1とからなる共振回路の共振周波数付近に設定される。なお、放電灯DLの非点灯期間においては図6(g)のように放電灯DLには電流I1aは流れない。以後の動作は第1の実施の形態と同様になり、点灯期間に移行した後は放電灯DLを安定に点灯させる。

【0044】以上説明したように、放電灯DLの非点灯期間においてスイッチング素子Q1、Q2のオン期間を等しくするように制御しながらも、放電灯DLに印加される共振電圧を直流電圧に重畳させているから、放電灯DLを始動させるのに必要な電圧を確保することができる。しかも、スイッチング素子Q1、Q2のオン期間を等しくしているから、インダクタL1とコンデンサC1とからなる共振回路の共振周波数付近の周波数でスイッチング素子Q1、Q2をスイッチングしたときに、共振電圧を比較的大きくすることができ、昇圧チョッパ回路11の出力電圧を比較的低くして高価な高耐圧の素子を用いずに、所要の始動電圧を得ることが可能になって始動性を高めることができる。他の構成および動作は図13に示した従来構成と同様である。

【0045】(第4の実施の形態)本実施形態は、図7に示すように、第2の実施の形態における抵抗Ruに代えて補助用のランプとしての白熱灯ILを設けてスイッチング素子Q4と白熱灯ILとの直列回路を不平衡手段として設けたものである。したがって、白熱灯ILは抵抗Ruと同様に機能し、電源投入後の非点灯期間において放電灯DLに印加される電圧の偏りが徐々に増大することになる。つまり、本実施形態は第2の実施の形態と同様に動作する。ただし、抵抗Ruに代えて白熱灯ILを用いていることによって、放電灯DLの非点灯時に白熱灯ILが点灯することになり、白熱灯ILを補助照明装置として利用でき、電源投入直後から放電灯DLが点灯するまでの期間にある程度の照度を確保することが可能になる。他の構成および動作は図13に示した従来構成と同様である。

【0046】(第5の実施の形態)本実施形態は、図8に示す構成を有し、基本的には第2の実施の形態と同様に動作する。ただし、放電灯DLの点灯時には制御回路13の電源をインダクタL4に設けた2次巻線から得るようにし、放電灯DLの非点灯時には制御回路13の電源をインダクタL4とコンデンサCE2との両方から得られるようにして不平衡手段を構成している点が相違する。ここに、インダクタL4は1次巻線よりも2次巻線のほうが巻数が少なく降圧トランスとして機能する。

【0047】インダクタL4の2次巻線への誘起電圧は、ダイオードD2により半波整流されてコンデンサC2により平滑される。コンデンサC2の両端間には抵抗R2とツェナダイオードZD1との直列回路が接続され、ツェナダイオードZD1にはコンデンサC3が並列

接続されている。このコンデンサC3の両端電圧が制御回路13への電源になる。つまり、コンデンサC2により平滑された電圧は、ツェナダイオードZD1により定電圧化され、さらにバッファとしてのコンデンサC3を通して制御回路13に供給されるのである。また、ダイオードD2のカソードにカソードを共通接続したダイオードD3が設けられており、このダイオードD3のアノードは抵抗R3を介してコンデンサCE1、CE2の接続点に接続される。つまり、コンデンサCE2の両端電圧が抵抗R3およびダイオードD3を通して半波整流されてコンデンサC2により平滑される。したがって、コンデンサCE2の両端電圧もインダクタL4の2次巻線の誘起電圧と同様に、ツェナダイオードZD1で定電圧化され、制御回路13に供給されることになる。

【0048】ところで、放電灯DLの点灯時には、放電灯DLに電力を供給するために昇圧チョッパ回路11を連続的に動作させるから、インダクタL4の2次巻線に比較的大きい2次電圧が生じて制御回路13の電源を確保することができる。一方、放電灯DLの非点灯時には、インダクタL1とコンデンサC1とによる共振作用で連続的に高電圧をさせると、スイッチング素子Q1、Q2等の各電子部品、放電灯DLを保持するソケット、回路部分とソケットとを接続する出力線などに過大な電圧が印加されることになり、電圧ストレスによって寿命が短くなったり、絶縁耐圧を劣化させたりするという問題が生じるものであるから、インバータ回路12を間欠的に動作させることがある。この場合、インバータ回路12での電力消費が少なくなるから、昇圧チョッパ回路11の出力電圧の異常上昇を防止するために、昇圧チョッパ回路11も間欠的に動作させるのが望ましい。つまり、放電灯DLの非点灯時には、昇圧チョッパ回路11の間欠的に動作させることがあり、昇圧チョッパ回路11の動作停止中にはインダクタL4の2次巻線に電圧を誘起することができないから、インダクタL4から制御回路13への電源供給ができなくなる。

【0049】そこで、本実施形態では、コンデンサCE2を電源として制御回路13に電源を供給する経路を設けているのであって、インダクタL4の2次巻線の誘起電圧が低下するとダイオードD2がオフになるが、コンデンサCE2からダイオードD3を通して制御回路13に電源が供給されることになる。つまり、昇圧チョッパ回路11が間欠的に動作する場合であっても制御回路13に電源を安定に供給することができる。

【0050】ところで、放電灯DLの非点灯期間において上述のように昇圧チョッパ回路11が間欠的に動作するようになると、コンデンサCE2から制御回路13に電源が供給されるから、コンデンサCE2の消費エネルギーがコンデンサCE1の消費エネルギーよりも多くなり、コンデンサCE2の両端電圧がコンデンサCE1の両端電圧よりも低下することになる。そして、第2の実施の

形態と同様に、コンデンサC E 2の両端電圧がコンデンサC E 1の両端電圧よりも低下すれば、コンデンサC 1の両端に印加される共振電圧に偏りが生じて放電灯D Lに高電圧が印加され、放電灯D Lを始動させることができる。

【0051】本実施形態の各部の波形を図9に示す。放電灯D Lの非点灯期間には、図9 (a) (b)に示すように、スイッチング素子Q 1, Q 2は比較的高い周波数(数十kHz以上)でオン期間が1:1になるように交互にオンオフされる。ここに、本実施形態ではスイッチング素子Q 1, Q 2を連続的にオンオフさせるのではなく、スイッチング素子Q 1, Q 2をオンオフさせる期間と両スイッチング素子Q 1, Q 2をオフに保つ期間とを設けることによって、インバータ回路12を間欠的に動作させている。また、図示していないが、昇圧チョッパ回路11のスイッチング素子Q 3も同様に動作する。スイッチング素子Q 3が連続的にオンオフしている期間には、インダクタL 4の2次巻線の誘起電圧によってコンデンサC 2が充電されるから、コンデンサC 2の両端電圧V c cは図9 (g)のようにほぼ一定になり、スイッチング素子Q 3がオフに保たれている期間には、インダクタL 4からコンデンサC 2にエネルギーが与えられずコンデンサC E 2からコンデンサC 2に充電される。

【0052】つまり、スイッチング素子Q 3がオフに保たれている期間には、図9 (d)のように、コンデンサC E 2の両端電圧V C E 2は徐々に低下し、スイッチング素子Q 3がオンオフを繰り返している期間にはコンデンサC E 2の両端電圧V C E 2はほぼ一定に保たれるのであって、時間経過に伴ってコンデンサC E 2の両端電圧V C E 2は徐々に低下して点灯期間よりも低くなる。これと同時に、コンデンサC E 1の両端電圧は、図9 (c)のように徐々に上昇して点灯期間よりも高くなる。つまり、コンデンサC 1の両端電圧V C 1に生じる共振電圧には、図9 (e)のように、コンデンサC E 1の両端電圧V C E 1とコンデンサC E 2の両端電圧V C E 2との差の2分の1に相当する偏りが生じるから、放電灯D Lに高電圧が印加され放電灯D Lを始動させてアーク放電に移行させることができる。スイッチング素子Q 1, Q 2をスイッチングする周波数はインダクタL 1とコンデンサC 1とからなる共振回路の共振周波数付近に設定される。なお、放電灯D Lの非点灯期間においては図9 (f)のように放電灯D Lには電流I l aは流れない。以後の動作は第1の実施の形態と同様になり、点灯期間に移行した後は放電灯D Lを安定に点灯させる。また、点灯期間に移行すれば、スイッチング素子Q 3が連続的にオンオフされるから、制御回路13にはインダクタL 4からのエネルギーによる電源が供給され、コンデンサC E 1, C E 2の両端電圧はほぼ等しくなる。

【0053】以上説明したように、放電灯D Lの非点灯期間においてスイッチング素子Q 1, Q 2のオン期間を

等しくするように制御しながらも、放電灯D Lに印加される共振電圧に偏りを生じさせるから、放電灯D Lを始動させるのに必要な電圧を確保することができる。しかも、スイッチング素子Q 1, Q 2のオン期間を等しくしているから、インダクタL 1とコンデンサC 1とからなる共振回路の共振周波数付近の周波数でスイッチング素子Q 1, Q 2をスイッチングしたときに、共振電圧を比較的大きくすることができ、昇圧チョッパ回路11の出力電圧を比較的低くして高価な高耐圧の素子を用いずに、所要の始動電圧を得ることが可能になって始動性を高めることができる。さらに、放電灯D Lの非点灯期間において放電灯D Lに印加する電圧を徐々に上昇させるから、放電灯D Lに過大な電圧が印加されることによるストレスを軽減して放電灯D Lの寿命の低下を防止することができる。加えて、放電灯D Lの非点灯期間において制御回路13に電源を供給する回路を、点灯期間において制御回路13に電源を供給する回路に対して抵抗R 3とダイオードD 3とを付加するだけの簡単な構成で実現することができる。他の構成および動作は図13に示した従来構成と同様である。

【0054】なお、上述した各実施形態において、コンデンサC E 1の両端電圧V C E 1がコンデンサC E 2の両端電圧V C E 2よりも高くなるように構成した例を示したが、コンデンサC E 1の両端電圧V C E 1のほうが低くなるように構成してもよい。また、上述した各実施形態では、放電灯D Lの非点灯期間におけるスイッチング素子Q 1, Q 2のオン期間を等しくして説明したが、放電灯D Lの始動に必要な共振電圧を発生することができる範囲内であれば、必ずしもオン期間は等しくなくてもよい。この場合、スイッチング素子Q 1, Q 2のうち、デューティの大きい(つまり、オン期間の長い)ほうのオン時に放電灯D Lにエネルギーを供給するコンデンサC E 1, C E 2の一方の両端電圧が他方のコンデンサC E 1, C E 2よりも高くなるように制御すればよい。つまり、オン時において両端電圧が高いほうのコンデンサC E 1, C E 2と負荷回路10とともにループ回路を形成する一方のスイッチング素子Q 1, Q 2のオン期間を他方のスイッチング素子Q 1, Q 2よりも長くするのである。たとえば、放電灯D Lの非点灯期間において、スイッチング素子Q 1のオン期間をスイッチング素子Q 2のオン期間よりも長くするのであれば、コンデンサC E 1の両端電圧がコンデンサC E 2の両端電圧よりも高くなるように制御するのである。このようにして、スイッチング素子Q 1, Q 2のオン期間を相違させる比率はあまり大きくせず、放電灯D Lの始動に要求される共振電圧の偏りの不足分については、コンデンサC E 1, C E 2の両端電圧をアンバランスにすることで確保するのである。

【0055】さらに、負荷回路10の構成についても上述した各実施形態の構成に限定されるものではなく、た

例えば図10に示す構成の負荷回路10を用いることも可能である。図10の例は第3の実施の形態において負荷回路10の構成を変更したものであって、スイッチング素子Q1、Q2の接続点とインダクタL1の一端との間にインダクタL5を挿入し、抵抗R1と放電灯DLとインダクタL1との直列回路にコンデンサC5を並列接続した構成としてある。インダクタL5とコンデンサC5とはスイッチング素子Q1、Q2の一方をオンオフさせることにより生じる高周波成分を除去するローパスフィルタを構成する。放電灯DLである高圧放電灯では数十kHzの高周波電圧を印加すると音響共鳴現象が生じて放電状態が不安定になったり、最悪の場合には放電灯DLが破損したりするから、高周波成分は少なくすることが望ましい。そこで、インダクタL5およびコンデンサC5を用いてローパスフィルタを構成し、放電灯DLへの印加電圧に含まれる高周波成分を低減するのである。この構成でも放電灯DLの非点灯期間にはインダクタL1とコンデンサC1とからなる共振回路の共振周波数付近の周波数でスイッチング素子Q1、Q2をスイッチングすることによって、上述した各実施形態と同様に始動に必要な電圧を放電灯DLに印加することができる。

【0056】

【発明の効果】請求項1の発明は、直流電源の両端間に接続された第1および第2のスイッチング素子の直列回路と、前記直流電源の両端間に接続された第1および第2のコンデンサの直列回路と、第1のインダクタと第3のコンデンサとの直列回路が第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入され第3のコンデンサの両端間に高圧放電灯が接続された負荷回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のスイッチング素子を交互にオンオフさせる制御回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のコンデンサの両端電圧を異ならせる不平衡手段とを備えるものであり、高圧放電灯の非点灯期間において第1および第2のスイッチング素子のオン期間を大幅に異ならせずに高圧放電灯に印加する電圧に偏りを持たせることができ、高圧放電灯に印加する始動電圧を高めて高圧放電灯の始動性を高めることができる。

【0057】請求項2の発明は、直流電源の両端間に接続された第1および第2のスイッチング素子の直列回路と、前記直流電源の両端間に接続された第1および第2のコンデンサの直列回路と、第1のインダクタと第3のコンデンサとの直列回路が第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入され第3のコンデンサの両端間に高圧放電灯が接続された負荷回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1のインダクタと第3のコンデンサとの共振周波数付近で第1および第2のスイッチング素子を交

互にオンオフさせる制御回路と、少なくとも高圧放電灯の非点灯期間に第1および第2のコンデンサの両端電圧を異ならせる不平衡手段とを備えるものであり、高圧放電灯の非点灯期間において第1および第2のスイッチング素子のオン期間を大幅に異ならせずに高圧放電灯に印加する電圧に偏りを持たせることができ、高圧放電灯に印加する始動電圧を高めて高圧放電灯の始動性を高めることができる。

【0058】請求項3の発明は、請求項1または請求項2の発明において、前記不平衡手段が、第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方の両端電圧を零にするものであり、高圧放電灯に印加する電圧の偏りをほぼ最大にすることが可能になり、高圧放電灯の始動性が高くなる。

【0059】請求項4の発明は、請求項1または請求項2の発明において、前記不平衡手段が、第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方の両端電圧を前記高圧放電灯の非点灯期間における時間の経過に伴って次第に増大させるものであり、高圧放電灯に印加する電圧を時間経過に伴って増大させるから、高圧放電灯に過大なストレスを与えることがない。

【0060】請求項5の発明は、請求項1ないし請求項4の発明において、前記制御回路が、第1および第2のスイッチング素子の一方であって、第1のコンデンサと第2のコンデンサとのうち両端電圧が高いほうと前記負荷回路とともにループ回路を形成するスイッチング素子のオン期間を、他方のスイッチング素子のオン期間よりも長くするように制御するものであり、この条件によって高圧放電灯の非点灯期間において高圧放電灯に印加する電圧の偏りを大きくすることができ、高圧放電灯の始動性を高めることができる。

【0061】請求項6の発明は、請求項1ないし請求項4の発明において、前記制御回路が、第1および第2のスイッチング素子のオン期間を等しくするように制御するものであり、スイッチング素子のスイッチングの周波数を共振回路の共振周波数付近に設定する場合に共振電圧を高くして高圧放電灯の始動性を高めることができる。

【0062】請求項7の発明は、請求項1ないし請求項6の発明において、前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間にオンになる第3のスイッチング素子と第4のコンデンサとの直列回路であって、第1および第2のコンデンサの一方に並列接続されるものであり、第3のスイッチング素子をオンにすることによって第1および第2のコンデンサの一方に第4のコンデンサが並列接続され、このコンデンサの両端電圧を他方のコンデンサよりも引き下げることができる。

【0063】請求項8の発明は、請求項1ないし請求項6の発明において、前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間にオンになる第3のスイッチング素子と抵

抗との直列回路であって、第1および第2のコンデンサの一方に並列接続されるものであり、第3のスイッチング素子をオンにすると第1および第2のコンデンサの一方の両端間のインピーダンスを小さくすることになり、このコンデンサの両端電圧を他方のコンデンサよりも引き下げることができる。

【0064】請求項9の発明は、請求項1ないし請求項6の発明において、前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間に第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方から前記制御回路の電源となる電力を供給するものであり、高圧放電灯の非点灯期間には制御回路の電源を、第1および第2のコンデンサの一方から供給することによって、一方のコンデンサの両端電圧を他方よりも低くすることが可能になる。

【0065】請求項10の発明は、請求項1ないし請求項6の発明において、前記不平衡手段が、前記高圧放電灯の非点灯期間に第1のコンデンサと第2のコンデンサとの一方のエネルギーを用いて点灯する補助用のランプであることを特徴としており、電源投入後から高圧放電灯が始動するまでの間にランプを点灯させて補助的に照明を行うことができる。

【0066】請求項11の発明は、請求項1ないし請求項10の発明において、前記負荷回路が、第1および第2のスイッチング素子の接続点と第1および第2のコンデンサの接続点との間に挿入された第2のインダクタと第5のコンデンサとの直列回路を含み、第5のコンデンサの両端間に前記高圧放電灯と第1のインダクタとを含む直列回路が接続されているものであり、第2のインダクタと第5のコンデンサとによりローパスフィルタを構成しておけば、高圧放電灯の点灯期間に高周波電圧が印加されることによる音響共鳴現象を抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態を示す回路図である。

【図2】同上の動作説明図である。

【図3】本発明の第2の実施の形態を示す回路図であ

る。

【図4】同上の動作説明図である。

【図5】本発明の第3の実施の形態を示す回路図である。

【図6】同上の動作説明図である。

【図7】本発明の第4の実施の形態を示す回路図である。

【図8】本発明の第5の実施の形態を示す回路図である。

【図9】同上の動作説明図である。

【図10】本発明に用いる負荷回路の他の構成例を示す回路図である。

【図11】従来例を示す回路図である。

【図12】同上の動作説明図である。

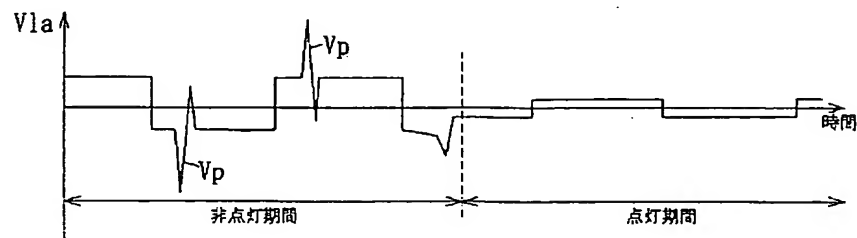
【図13】他の従来例を示す回路図である。

【図14】同上の動作説明図である。

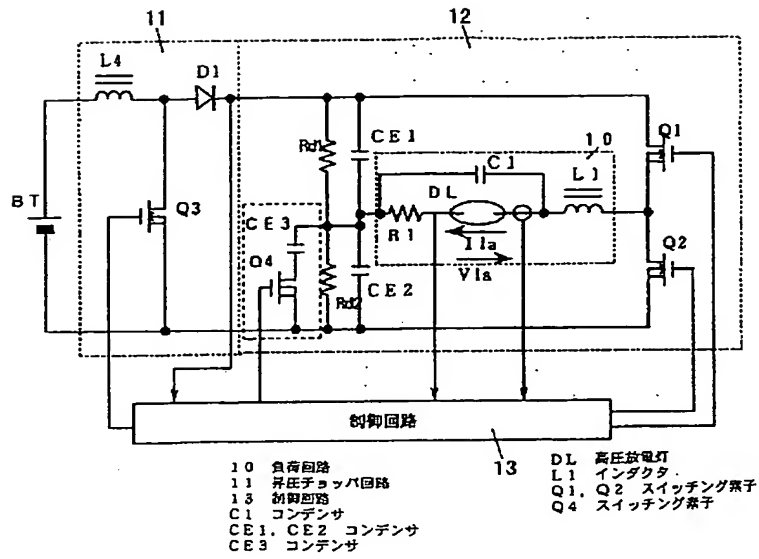
【符号の説明】

- 10 負荷回路
- 11 昇圧チョッパ回路
- 12 インバータ回路
- 13 制御回路
- B・T 直流電源
- C1 コンデンサ
- C5 コンデンサ
- CE1 コンデンサ
- CE2 コンデンサ
- CE3 コンデンサ
- D3 ダイオード
- DL 放電灯（高圧放電灯）
- IL 白熱灯
- L1 インダクタ
- L5 インダクタ
- Q1 スwitchング素子
- Q2 スwitchング素子
- Q4 スwitchング素子
- Ru 抵抗
- R3 抵抗

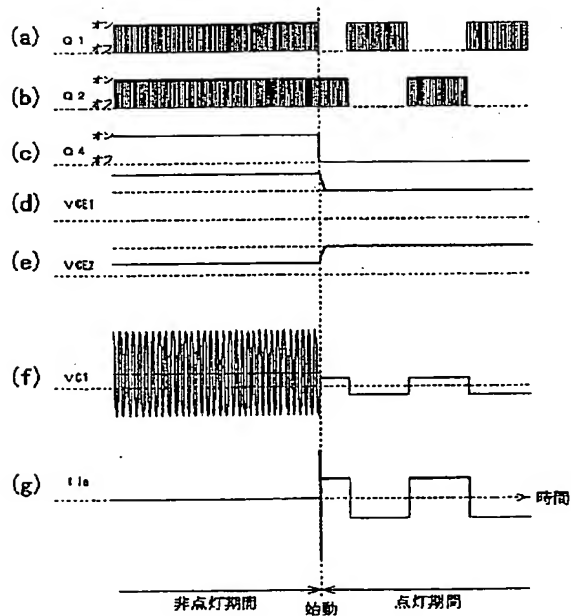
【図12】



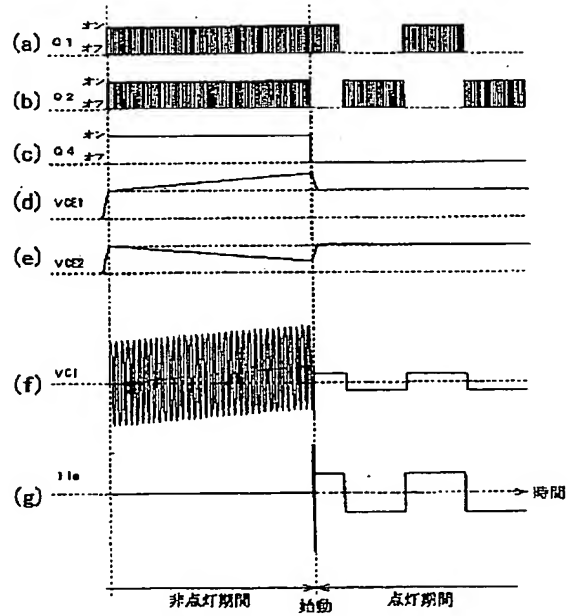
【図1】



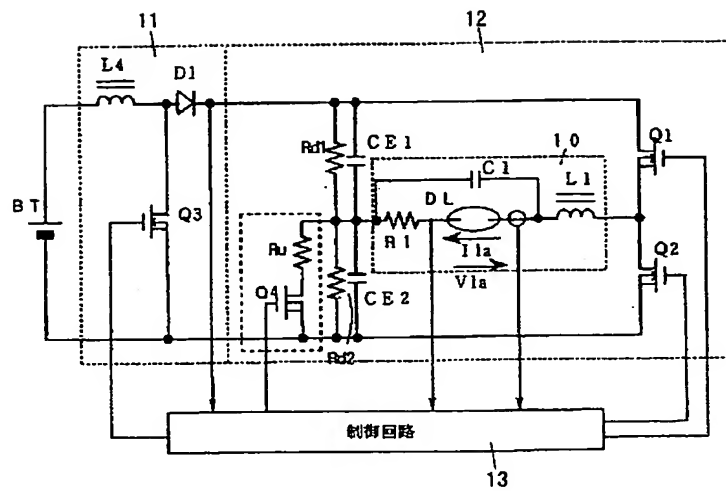
【図2】



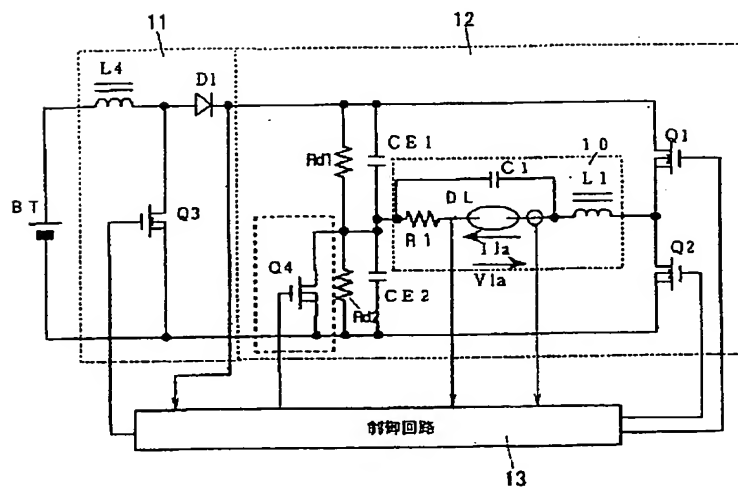
【図4】



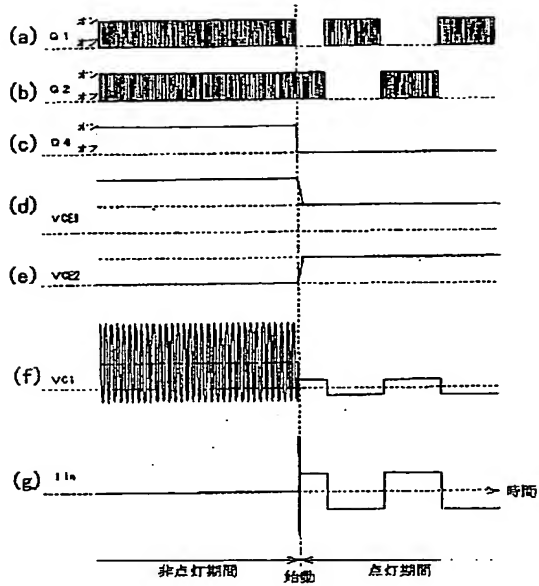
【図3】



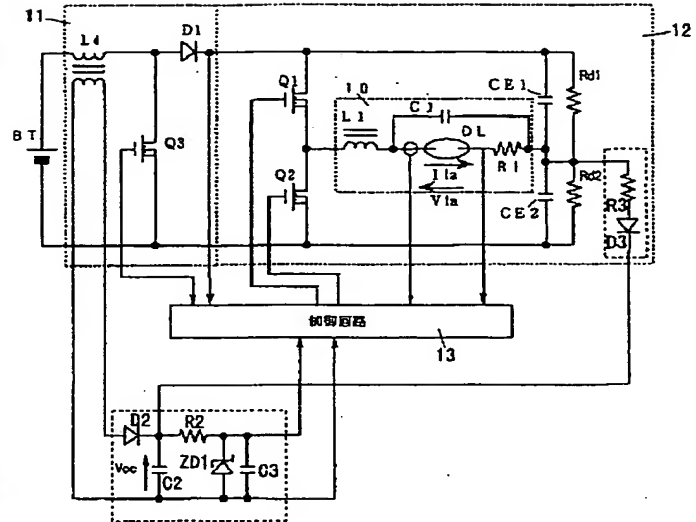
【図5】



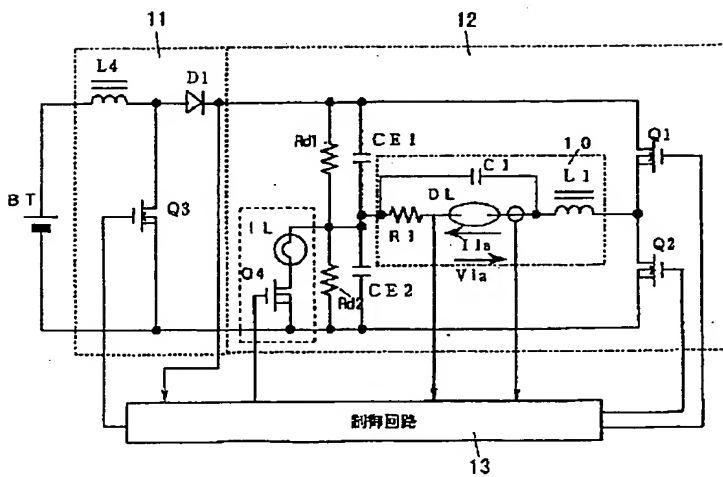
【図6】



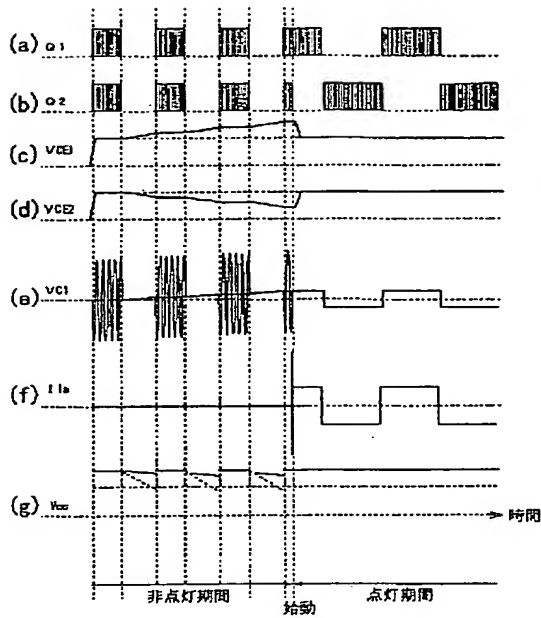
【図8】



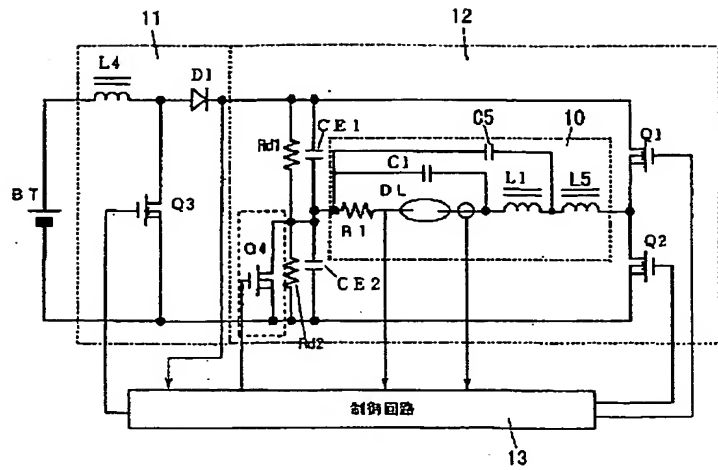
【図7】



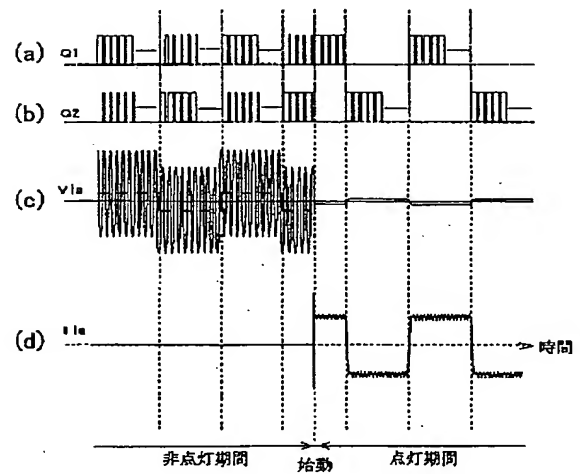
【図9】



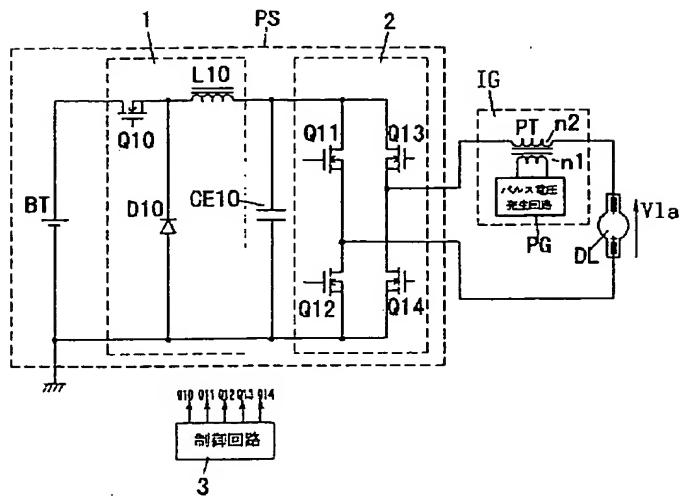
【図10】



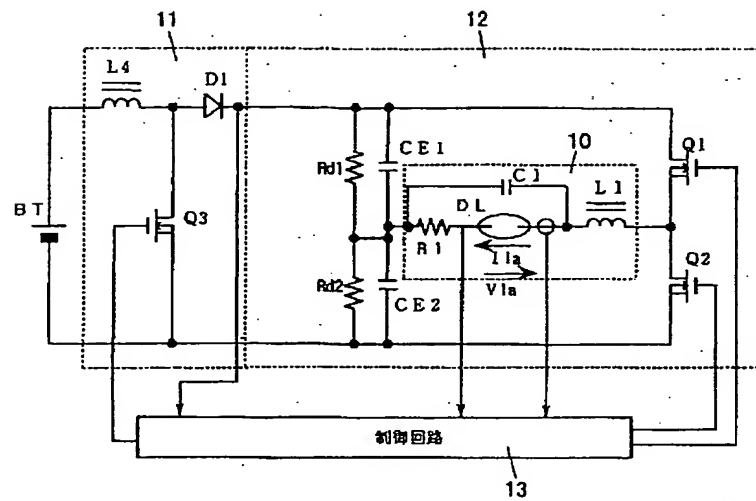
【図14】



【図11】



【図13】



フロントページの続き

Fターム(参考) 3K072 AA11 BA05 BB10 BC01 DA10
 DD03 DD04 EB09 GA03 GB12
 GC04 HA02
 3K083 AA91 BA05 BA12 BA33 BC44
 BE05 CA32 EA09

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☐ **FADED TEXT OR DRAWING**

☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.